

ارزیابی کارایی یک سیستم رادیو-بر-تار مبتنی بر WCDMA با اثر نزدیک-دور: سناریوی فراسو

غلامرضا باقرسلیمی

چشم‌پوشی می‌باشد و همچنین آشکارساز نوری در چنین شرایط مشابهی می‌تواند خطی فرض شود.

کنترل کامل توان در مخابرات سلولی که دستیابی چندگانه با تقسیم کد پهن‌بند (WCDMA) را به کار می‌گیرد (یعنی حالتی که تمامی کاربرها توان یکسان داشته باشند)، فرضی بسیار خوش‌بینانه است. اثر به اصطلاح نزدیک-دور مشکلی حیاتی در چنین سیستم‌هایی است و زمانی ظاهر می‌شود که بهره کانال بین فرستنده و گیرنده کاربرهای مختلف متفاوت باشد (یعنی توان دریافتی نابرابر) [۳]. به صورت کلی، این مشکل زمانی به وقوع می‌پیوندد که توان دریافتی برای کاربرهای مختلف، متفاوت باشد. به بیان دیگر در صورتی که کنترل توان کامل صورت نگیرد، مشکل نزدیک-دور منجر به سناریویی می‌شود که در آن نزدیک‌ترین کاربر تقریباً تمام توان را جذب می‌کند و کاربرهای با فاصله دور، نمی‌توانند توان کافی برای آشکارسازی سیگنال مطلوب را دریافت کنند. عموماً این وضعیت مطابق با سناریوی بدترین وضعیت انتشار برای تمام کاربران سلول می‌باشد. در سیستم سلولی WCDMA عملی، هر دو عامل توان ارسالی و ضریب گسترش^۷ برای هر کاربر باید به گونه‌ای انتخاب شوند که نسبت سیگنال به مجموع نویز و تداخل^۸ (SINR) هدف و کیفیت سرویس^۹ (QoS) هدف را بر اساس قید بیشترین توان ارسالی کل در ایستگاه مرکزی برآورده سازند که در نتیجه به گستره‌ای از توان‌های ارسالی بین کاربران می‌انجامد. این اثر خصوصاً در لینک‌های RoF به دلیل رفتار غیر خطی زیرسیستم نوری مهم می‌باشد. در چنین سیستم‌هایی هر تغییری در تراز توان ارسالی/دریافتی سبب اعوجاج بیشتر در دامنه و فاز سیگنال حاوی اطلاعات شده و بنابراین کاربران مختلف به کیفیت‌های متفاوتی دست می‌یابند.

در سیستم‌های مخابراتی بی‌سیم از روش‌های تخمین کانال برای جبران‌سازی اعوجاج دامنه و چرخش فاز به دلیل عیب‌های موجود در کانال رادیویی استفاده می‌شود. در سیستم‌های سلولی، تخمین توسط سیگنال‌های پایلوت ادغام‌شده با کد یا ادغام‌شده با زمان یا ترکیبی از این سیگنال‌ها صورت می‌گیرد [۳] و [۴]. در سیستم‌های شبکه محلی بی‌سیم^{۱۰} تخمین توسط سیگنال‌های پایلوت ادغام‌شده با زمان (سمبل)، ادغام‌شده با فرکانس (زیرکاربر) و یا ترکیبی از این سیگنال‌ها صورت می‌گیرد [۳]. تمامی این روش‌های همسان‌سازی نیازمند سخت‌افزار اضافی چه در سمت فرستنده و/یا در سمت گیرنده لینک مخابراتی هستند. روش‌های بالا به صورت معمول برای تخمین و جبران‌سازی در کانال‌های محو استفاده می‌شوند.

چکیده: در این پژوهش، اثر یک زیرسیستم رادیو-بر-تار (RoF) بر کارایی کاستی کل (TD) بخش فراسوی دستیابی چندگانه با تقسیم کد پهن‌بند (WCDMA) در حضور اثر نزدیک-دور ارزیابی می‌شود. تخمین کانال به کمک پایلوت برای از بین بردن آثار غیر خطی زیرسیستم نوری در شرایط متفاوت کانال، بازه‌های تخمین و ضرایب نزدیک-دور (NFF) در این پژوهش در نظر گرفته شده است. نتایج بیانگر این هستند که روش همسان‌سازی پیشنهادشده، قادر به جبران‌سازی آثار توأم غیر خطی زیرسیستم نوری و اثر نزدیک-دور، صرف نظر از ضریب گسترش، اعوجاج سیگنال بزرگ، بازه تخمین و تعداد کاربرها می‌باشد.

کلیدواژه: WCDMA، RoF، اثر نزدیک-دور، همسان‌سازی، کاستی کل.

۱- مقدمه

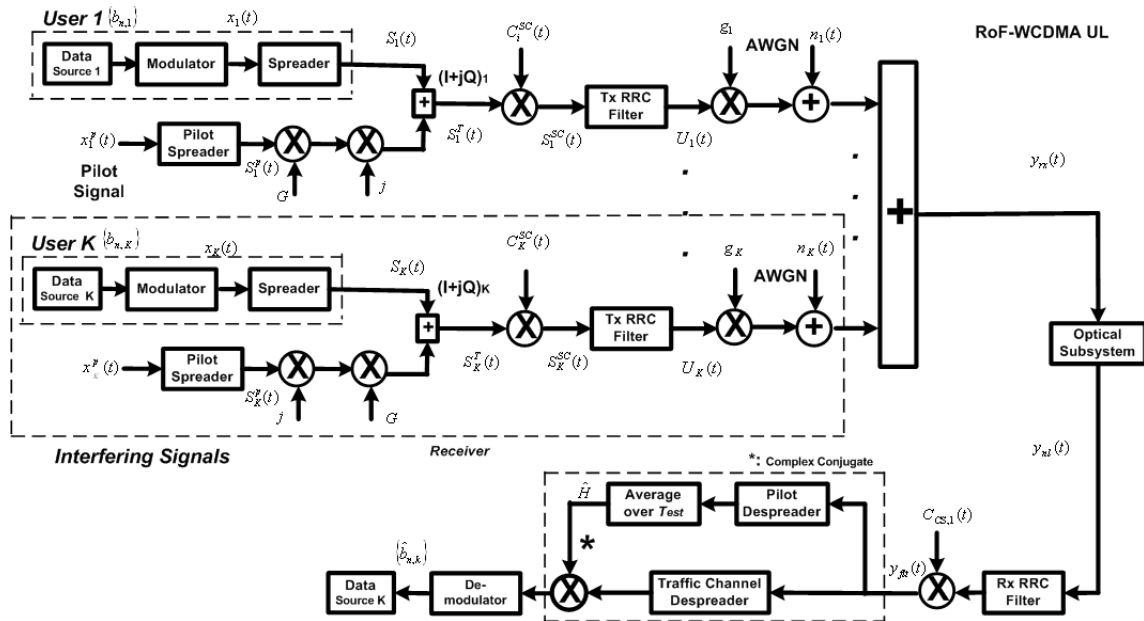
با پیشرفت فناوری در سال‌های اخیر، روش‌های کارآمد انتقال داده با سرعت بالا روی کانال‌های بی‌سیم به موضوعات مهمی در امر پژوهش تبدیل شده‌اند. فناوری کلیدی توانمندی که از عرضه مخابرات سلولی پشتیبانی می‌کند، رادیو-بر-تار^۱ (RoF) می‌باشد که به رادیو تار ترکیبی^۲ (HFR) نیز معروف است. این فناوری دو رسانه را با هم ترکیب می‌کند: رادیویی و نوری. به طور معمول، بخش نوری برای اتصال تأسیسات پردازش رادیویی مرکزی به آنتن رادیویی دوردست و رسانه دیگر برای پوشش‌دادن به کاربرهای بی‌سیم پهن‌بند استفاده می‌شود. از برخی از مزایای سیستم RoF می‌توان به تضعیف کم سیگنال (در تار)، پوشش بهتر و کارایی بهتر سیستمی، ظرفیت بیشتر، اتلاف توان فرکانس رادیویی^۳ (RF) کمتر، کاهش پیچیدگی به علت تمرکز پردازش سیگنال‌های رادیویی و در نهایت هزینه سیستم پایین‌تر اشاره کرد [۱] و [۲]. با این وجود، کارایی سیستم‌های RoF می‌تواند شدیداً تحت تأثیر آثار غیر خطی موجود در کانال انتقال قرار گیرد. در بخش RF سیستم RoF، منبع اصلی غیر خطی، تقویت‌کننده توان می‌باشد. منبع اصلی غیر خطی در بخش نوری سیستم RoF، منبع نور دیود لیزری^۴ (LD)، تار نوری و آشکارساز نوری^۵ (PIN (PD) می‌باشد. برای لینک‌های نوری کوتاه‌برد، اثر غیر خطی تار معمولاً کوچک بوده و در ملاحظات سیستمی قابل

این مقاله در تاریخ ۴ خرداد ماه ۱۳۹۳ دریافت و در تاریخ ۹ آبان ماه ۱۳۹۵ بازنگری شد.

غلامرضا باقرسلیمی، گروه مهندسی برق، دانشگاه گیلان، رشت،
(email: bsalimi@guilan.ac.ir)

6. Wideband Code Division Multiple Access
7. Spreading Factor
8. Signal-to-Interference Plus Noise-Ratio
9. Quality of Service
10. Wireless Local Area Network

1. Radio-over-Fiber
2. Hybrid Fiber Radio
3. Radio Frequency
4. Laser Diode
5. Photodetector



شکل ۱: مدل سیستم WCDMA فراسو.

خطی، عملیاتی همچون کدگذاری و جایگذاری بیت^۷ به همراه کانال محو محو در نظر گرفته نشده‌اند.

مقاله به صورتی که در ادامه گفته می‌شود سازمان یافته است. بخش ۲ زمینه تئوری تخمین و همسان‌سازی زیرسیستم نوری را معرفی می‌کند. بخش ۳ بیانگر مدل شبیه‌سازی کامپیوتری و بخش ۴ شامل نتایج مهم و بحث در مورد آنها می‌باشد. در نهایت، نتیجه مقاله در بخش ۵ می‌آید.

۲- مدل سیستم

شکل ۱ مدل باندپایه سیستم RoF-WCDMA فراسوی مورد بحث را نشان می‌دهد. مقدمات ریاضی این مدل به صورتی که در ادامه آمده، بیان می‌شود. به طور کلی این مدل شامل یک فرستنده، یک لینک نوری، یک لینک رادیویی و یک گیرنده است. این زیرسیستم‌ها در بخش‌های زیر تشریح می‌شوند.

۲-۱ فرستنده

هر کاربر در سیستم RoF-WCDMA به طور مستقل دنباله بیت^۸ داده خود را به مدولاتور می‌فرستد تا به کمک شمای مدولاسیون کلیدزنی تغییر فاز باینری^۹ (BPSK) به یک رشته سمبل نگاشته شوند. سیگنال کاربر k ام در طول فریم T_{fr} به صورت زیر نشان داده می‌شود

$$x_k(t) = \sum_{n=1}^{N_s} b_{k,n} \delta(t - (n-1)T_s), \quad 0 \leq t \leq T_{fr} \quad (1)$$

که در آن $b_{k,n}$ ، n امین سمبل از کاربر k ام، T_s طول سمبل برای تمام کاربرها، N_s تعداد سمبل‌های داده ارسالی هر کاربر در طول فریم $T_{fr} = N_s T_s$ و $\delta(t)$ تابع دلتای دیراک است. در معادله بالا فرض شده که تمام کاربرها با سرعت یکسانی ارسال می‌کنند یا به طور متناظر، دارای ضریب گسترش یکسان هستند.

هر سیگنال حاوی اطلاعات پس از این، همان طور که در (۲) نشان داده شده، در ضریب گسترش متناظر ضرب می‌شود

برای مخابرات WCDMA مبتنی بر RoF، کمبود تألیفات در زمینه تخمین کانال و جبران‌سازی وجود دارد [۱] و [۲] و [۵] تا [۸]. به خصوص برای شرایط واقعی‌تر، آثار جمعی مدولاسیون، تداخل چندکاربره (MUI)^۱، اعوجاج سیگنال بزرگ، سرعت داده، اثر نزدیک- دور و تراز تخمین به صورت اساسی در جهت فراسو^۲ (کاربر به ایستگاه مرکزی) بررسی نشده است.

باید به این نکته تأکید کرد که هر دو اعوجاج دامنه و فاز یک کانال نوری بر کارایی سیستم اثر خواهند داشت. ضمناً به دلیل حافظه هیستریزس گونه زیرسیستم نوری، کل لینک RoF به دلیل اختلالات فاز و غیر خطیگی وابسته به فرکانس، تلفات بیشتری را نسبت به عنصری غیر خطی مثل یک تقویت‌کننده توان بالا که در سیستم سلولی موبایل یا مخابرات ماهواره‌ای به کار رفته، متحمل می‌شود.

در این مقاله، تأثیر غیر خطیگی زیرسیستم نوری بر کارایی بخش فراسوی یک سیستم سیار سلولی WCDMA با توجه به عملکرد تخمین کانال و همسان‌سازی بررسی می‌شود. برای جبران‌سازی اعوجاج ناشی از هر دوی زیر سیستم نوری و کانال رادیویی، از کانال پایلوت ادغام‌شده به صورت کد^۳ (CPICH) استفاده شده و نتایج کارایی کاستی کل^۴ (TD) سیستم WCDMA برای ضرایب گسترش متفاوت، تعداد متفاوت کاربران و بازه‌های تخمین^۵ مختلف ارائه می‌شوند. به طور دقیق، زیرسیستم کلی، یعنی زیر سیستم نوری (غیر خطی) و کانال رادیویی (بیان شده توسط نویز سفید گوسی جمع‌شونده^۶ (AWGN) و اثر نزدیک- دور) در شرایط متفاوت با استفاده از CPICH تخمین زده شده و همسان‌سازی می‌شود. همچنین از آنجایی که این پژوهش تنها بر زیرسیستم نوری تمرکز دارد، دیگر منابع غیر خطی نظیر تقویت‌کننده‌های توان بالا رادیویی لحاظ نشده‌اند. همچنین برای سادگی و تمرکز بر همسان‌سازی زیرسیستم غیر

1. Multi User Interference
2. Uplink
3. Common Pilot Channel
4. Total Degradation
5. Estimation Interval
6. Additive White Gaussian Noise

7. Interleaving
8. Bit Stream
9. Binary Phase Shift Keying

کانال پایلوت تکی در هر لینک رادیویی وجود دارد اما تعداد زیادی کانال داده می‌تواند موجود باشد. همچنین کد گسترده یکسانی را می‌توان در شاخه‌های متفاوت $I-Q$ استفاده کرد.

سیگنال گسترده مختلط (داده و پایلوت) در دنباله بلند PN یا کد درهم‌ساز^۴ $C_k^{SC}(t)$ ضرب می‌شود. این دنباله در بالای کدهای گسترده (کانالیزه) اعمال شده و برای جداسازی کاربرهای مختلف در سیستم سلولی فراسو استفاده می‌شوند، بنابراین سرعت چپ سیگنال گسترده را تغییر نخواهند داد. سپس سرعت نمونه‌برداری سیگنال حاصل افزایش می‌یابد و توسط فیلتر جذر کسینوسی کشیده شده^۵ (RRC) در فرستنده به صورت زیر فیلتر می‌گردد

$$U_k(t) = h_{rrc}(t) * S_k^{SC}(t) = h_{rrc}(t) * (S_k^T(t) C_k^{SC}(t)) \quad (۹)$$

که در آن * بیانگر تلفیق^۶ و $h_{rrc}(t)$ بیانگر پاسخ ضربه فیلتر RRC با ضریب کشیدگی^۷ برابر با ۰.۲۲ و ضریب فرامونه‌برداری^۸ برابر با ۴ می‌باشد.

۲-۲ کانال رادیویی

برای لحاظ کردن اثر نزدیک- دور، فرض بر آن است که دامنه سیگنال دریافتی در بازه $[1-\eta, 1+\eta]$ تغییر می‌کند به طوری که $g_k = 1-\eta$ متناظر با دورترین کاربر (واحد متحرک) و $g_k = 1+\eta$ متناظر با نزدیک‌ترین کاربر است [۹]. واضح است که $\eta = 0$ مطابق با حالتی است که در آن هیچ اثر نزدیک- دوری وجود ندارد. در این مقاله فرض بر آن است که تغییرات دامنه (چه در فرستنده و چه در گیرنده) در بازه ذکر شده تغییرات خطی دارد و بنابراین اثر نزدیک- دور با در نظر گرفتن دامنه کاربر k به صورت

$$g_k = [(1-\eta) + \frac{2\eta}{(K-1)}(k-1)] \sqrt{P_k}, \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (۱۰)$$

لحاظ می‌شود که در آن $P_k = 1$ توان متوسط می‌باشد. همچنین ضریب نزدیک- دور (NFF)^۹ با (۱۱) تعریف می‌شود

$$NFF = 10 \cdot \log \frac{\min p_i}{\max p_i} = 20 \cdot \log \frac{1-\eta}{1+\eta} \quad (۱۱)$$

که در آن $\min p_i$ و $\max p_i$ کمترین و بیشترین توان ارسال/ دریافتی کاربرها می‌باشند [۹]. هرچه NFF کوچک‌تر باشد، اثر نزدیک- دور مخرب‌تر است و به علاوه، دورترین کاربر (با کمترین توان) و نزدیک‌ترین کاربر (با بیشترین توان) به ترتیب با $k=1$ و $k=K$ (تعداد کاربران) بیان می‌شوند.

در گیرنده، سیگنال هر کاربر توسط فرایند AWGN مختلط با متوسط صفر، مختل می‌شود. پس سیگنال دریافتی با (۱۲) نشان داده می‌شود

$$y_k(t) = g_k U_k(t) + n_k(t), \quad k = 1, 2, \dots, K \quad (۱۲)$$

بنابراین کل سیگنال دریافتی در ورودی زیرسیستم نوری توسط (۱۳) بیان می‌شود

$$g_k(t) = \sum_{m=1}^{SF} c_{k,m} \delta(t - (m-1)T_{ch}), \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (۲)$$

به طوری که SF ضریب گسترش داده بوده که برای تمامی کاربرها یکسان فرض می‌شود. T_{ch} طول زمان چپ و $c_{k,m} : m = 1, 2, \dots, SF$ عنصر (چپ) m رشته گسترده باینری k ام می‌باشد. رشته گسترده از رشته‌های والش- هادامارد^۱ (WH) انتخاب شده‌اند که دو به دو عمود هستند [۳]. ضمناً در صورتی که سیگنال گسترده کاربر k ام روی کل طول فریم با (۳) نشان داده شود

$$z_k(t) = \sum_{n=1}^{N_s} \sum_{m=1}^{SF} c_{k,m} \delta(t - (n-1)T_s - (m-1)T_{ch}) = \sum_{n=1}^{N_s} g_k(t - (n-1)T_s), \quad 0 \leq t \leq T_{fr} \quad (۳)$$

سیگنال گسترده شده کاربر k ام با توان متوسط P_k روی همان طول فریم را می‌توان با (۴) نشان داد

$$S_k(t) = \sum_{n=1}^{N_s} b_{k,n} g_k(t - (n-1)T_s) \quad (۴)$$

در ادامه، CPICH به سیگنال ارسالی اضافه می‌شود تا ساز و کار تخمین کانال انجام گیرد. دنباله گسترده کاربر k ام به صورت (۵) تعریف می‌شود

$$g_{k,i}(t) = \sum_{i=1}^{SF_p} q_{k,i} \delta(t - (i-1)T_{ch}), \quad 0 \leq t \leq T_p \quad (۵)$$

که در آن SF_p ضریب گسترده سمبل k ام، $q_{k,i} : i = 1, 2, \dots, SF_p$ عنصر i ام رشته گسترده k ام سیگنال پایلوت و T_p زمان هر سمبل پایلوت می‌باشد. همچنین رشته سمبل پایلوت ارسالی (یعنی سیگنال پایلوت گسترش نیافته) را می‌توان با (۶) به صورت زیر نشان داد

$$x^p(t) = \sum_{j=1}^{N_p} d_{k,j} \delta(t - (j-1)T_p), \quad 0 \leq t \leq T_{fr} \quad (۶)$$

که در آن $d_{k,i}$ سمبل پایلوت ارسالی j ام برای کاربر k ام و N_p تعداد سمبل‌های پایلوت در یک فریم می‌باشد و بنابراین $T_{fr} = N_p T_p$. از این رو سیگنال پایلوت گسترده شده ارسالی برای کاربر k ام در طول یک فریم را که برای گیرنده معلوم است می‌توان با (۷) بیان کرد

$$S_k^p(t) = \sum_{j=1}^{N_p} d_{k,j} g_p(t - (j-1)T_p), \quad 0 \leq t \leq T_{fr} \quad (۷)$$

حال دو کانال اختصاص داده شده (داده و پایلوت) به صورت $I-Q$ (هم‌فاز^۲ و ربعی^۳) را که به صورت کد ادغام شده می‌توان به صورت معادله معادله زیر نوشت

$$S_k^T(t) = (I + jQ)_k = S_k(t) + jGS_k^p(t) = \sum_{j=1}^{N_s} b_{k,j} g_p(t - (j-1)T_s) + jG \sum_{j=1}^{N_p} d_{k,j} g_p(t - (j-1)T_p) \quad (۸)$$

$$, \quad 0 \leq t \leq T_{fr}$$

با استفاده از ادغام $I-Q$ یا QPSK دوکانالی، ترازهای داده و پایلوت متفاوت خواهند بود. شاخه پایلوت برای ایجاد توازن بین مؤلفه‌های I و Q در بهره G ضرب می‌شود. باید به این نکته توجه داشت که فقط یک

4. Scrambling
5. Root-Raised Cosine
6. Convolution
7. Roll-off Factor
8. Oversampling
9. Near-Far Factor

1. Walsh-Hadamard
2. In-Phase
3. Quadrature

شبه بی‌حافظه رفتار می‌کند. به عنوان یک قاعده کلی، مدل‌های سیگنال بزرگ زمانی استفاده می‌شوند که زمان حافظه زیرسیستم غیر خطی دست کم دو برابر کمتر از وارون فرکانس پوش باشد [۵]. این معیار در این پژوهش برآورده می‌شود.

مشخصات انتقالی AM-AM/PM در شکل ۲ نشان داده شده است. همچنین در این شکل، توصیفی تصویری از پسرفت خروجی (OBO) نشان داده شده که به صورت تفاوت بین توان خروجی بیشینه و توان خروجی در نقطه کار (در مقیاس لگاریتمی) تعریف می‌شود. سیگنال فیلترشده با RRC از زیرسیستم نوری غیر خطی (nl) عبور می‌کند که خروجی آن به صورت (۱۴) است

$$y_{nl}(t) = G_{out} \sqrt{(\gamma R_{out}^{-1}) f_{AM-AM}(\cdot) \Delta R_{in} (G_{in} |y_{rx}(t)|)^{\gamma}} \times \exp[jf_{AM-PM}(\cdot) \Delta R_{in} (G_{in} |y_{rx}(t)|)^{\gamma} + j\psi_{y_{rx}}(t)] \quad (14)$$

به طوری که $G_{in} = \sqrt{\max P_{RF,i} / (IBO \times P_m)}$ بهره پیش تقویت‌کننده^۵ تقویت‌کننده^۵ است که توان خروجی فیلتر RRC ارسالی را با توان ورودی ورودی زیرسیستم نوری تطبیق می‌دهد [۷]، IBO پسرفت ورودی در مقیاس خطی، P_m بیشینه توان RF ورودی به زیرسیستم نوری قبل از پیش تقویت‌کننده، $\max P_{RF,i}$ بیشینه توان RF ورودی اندازه‌گیری شده قبل از پیش تقویت‌کننده، $\psi_{y_{rx}}(t)$ فاز سیگنال $y_{rx}(t)$ ، R_{in} امپدانس ورودی زیرسیستم نوری، R_{out} امپدانس خروجی زیرسیستم نوری و G_{out} یک بهره خطی است که بهره کل زیرسیستم نوری را به یک تنظیم می‌کند. همچنین $f_{AM-AM}(\cdot)$ و $f_{AM-PM}(\cdot)$ به ترتیب مشخصات تابع انتقال AM-AM و AM-PM زیرسیستم (نوری) غیر خطی هستند. علاوه بر این (۱۴) را می‌توان به صورت زیر نوشت

$$y_{nl}(t) = x_{s_1}(t) + n_d(t) + n(t) \quad (15)$$

که در آن $x_{s_1}(t)$ نسخه فرآیندگیری / درهم‌شده (و احتمالاً تقویت‌شده) تضعیف‌شده سیگنال $S_c(t)$ ، نویز AWGN ناشی از همه کاربران و $n_d(t)$ اعوجاج کل ناشی از اثر نزدیک-دور، زیرسیستم نوری و دیگر کاربران است. علاوه بر این E_b انرژی بیت متوسط کاربر مورد نظر بوده و سیگنال‌ها از کاربران دیگر به عنوان یک تداخل چندکاربره (MUI) تلقی می‌شوند. آن گاه SINR با (۱۶) بیان می‌شود

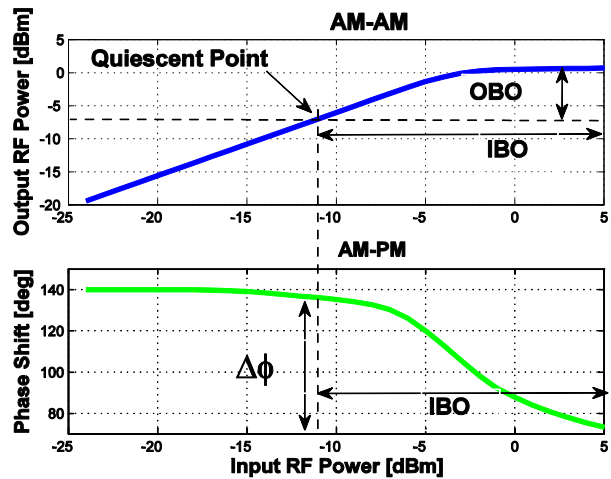
$$SINR = \frac{E[x_{s_1}^*(t)]}{E[n_d^*(t) + n^*(t)]} \quad (16)$$

۲-۴ گیرنده

در گیرنده، سیگنال مختل شده با فیلتر RRC گیرنده فیلتر شده، سرعت نمونه‌برداری آن کاهش یافته و سپس در کد درهم‌ساز کاربر k ضرب می‌شود. خروجی آن به صورت (۱۷) است

$$y_{rx}(t) = (h_{rc}(t) * y_{nl}(t)) \times C_k^{SC}(t) \quad (17)$$

در این پژوهش، هر دو کانال نوری و RF (شامل AWGN و اثر نزدیک-دور) با استفاده از یک روش تخمین کانال سمبل پایلوت تخمین زده می‌شوند. به این معنا که سمبل‌های پایلوت برای آموزش رشته‌هایی برای تخمین پاسخ ضربه کانال ترکیبی نوری و RF به کار می‌روند.



شکل ۲: مشخصات AM-AM/PM (پسرفت ورودی).

$$y_{rx}(t) = \sum_{k=1}^K y_k(t) \quad (13)$$

۲-۳ زیرسیستم نوری

برای پیاده‌سازی زیرسیستم نوری باید از پارامترهای ذاتی دیود لیزر، پارامترهای تار نظیر تضعیف، پاشندگی و غیره و مشخصات آشکارساز نوری واقف بود. برای داشتن مدلی مطابق با واقعیت برای زیرسیستم نوری، مدل‌های ریاضی آثار دیگر همچون بسته‌بندی و آثار پارازیتی هم باید در نظر گرفته شوند. به طور معمول اگر عبارت ریاضی تمام عناصر در اختیار باشد دانستن تمامی مشخصات زیرسیستم نوری به پاسخی تحلیلی برای کارایی سیستم می‌انجامد. یک مشکل اساسی مدل تحلیلی این است که تحت فرضیات و شرایط معینی قابل استفاده هستند. علاوه بر آن برخی از مسایل فیزیکی را نمی‌توان به صورت دقیق با روابط ریاضی بیان کرد. گذشته از این با برخی از روش‌های تحلیلی ذاتاً به سختی می‌توان کار کرد. به جای بیان تحلیلی تمام عناصر زیرسیستم، با کل زیرسیستم می‌توان مانند یک جعبه سیاه با مشخصات انتقال بیان شده توسط چند معادله رفتار کرد. در یک مدل‌سازی به اصطلاح رفتاری^۱، با کل زیرسیستم مانند یک جعبه سیاه با مشخصات انتقال بیان شده توسط چند معادله برخورد می‌شود. برای یک زیرسیستم نوری، مشخصات انتقال به صورت پاسخ سیگنال-بزرگ یا مشخصات دامنه به دامنه (AM-AM)^۲ و دامنه به فاز (AM-PM)^۳ بیان می‌گردد. مدل نام‌برده شامل تمام مشخصات موجود در زیرسیستم مثل آثار غیر خطی ایستا و پویا و نویز نوری می‌شود. مزیت قابل توجه مدل‌سازی رفتاری، توصیف یک سیستم پیچیده بدون نیاز به اطلاعات جزئی عناصر سازنده آن می‌باشد.

پاسخ سیگنال-بزرگ زمانی استفاده می‌شود که پوش سیگنال به آرامی تغییر کند که در این صورت مدل رفتاری به جای مقدار لحظه‌ای سیگنال استفاده می‌شود. مدل سیگنال-بزرگ زمانی معتبر است که "زمان حافظه" افزاره (تأخیر وابسته به دامنه و فرکانس بین سیگنال‌های RF ارسالی و دریافتی) بسیار کوچک‌تر از وارون پهنای باند سیگنال ورودی باشد [۱]. به عبارت دیگر از مدل‌های AM-AM/PM فقط زمانی می‌توان استفاده کرد که زیرسیستم غیر خطی به صورت یک سیستم

4. Output Backoff
5. Pre-Amplifier
6. Input Backoff

1. Behavioral Modeling
2. Amplitude-Amplitude
3. Amplitude-Phase

جدول ۲: پارامترهای زیرسیستم نوری.

مقدار	کمیت
۰-۳ dB	سپرفت خروجی
۵ dBm	بیشینه $P_{RF,i}$ (مقدار مرجع برای OBO)
1310 ± 10 nm	طول موج
۰.۱۲ mW/mA	بهره مدولاسیون
۰.۷۵ mA/mW	حساسیت PD
تک-مود (۱۲۵/۹)	نوع تار
۲/۲ km	طول تار
۳۲ dB	بهره تقویت کننده پسین
۰ dB	بهره نهایی
۵۰/۵۰ Ω	R_{in}/R_{out}
DFB	نوع LD

جدول ۱: پارامترهای سیستم WCDMA.

مقدار	کمیت
طول فریم	۱۰ ms
ضریب گسترش (SF)	داده: ۳۲، ۶۴، ۱۲۸ / پایلوت: ۲۵۶
سرعت داده	کیلوبیت/ثانیه ۱۲۰ (SF = ۶۴)
ضریب نزدیک- دور (NFF)	۰، ۱-۳ دسی بل
تغییر دامنه η	۰، ۰.۵۷۵، ۰.۱۷۱
تعداد فریم‌ها	۸۰۰
سرعت چپ	۳/۸۴ Mcps
تراز تخمین (T_{est})	فریم: ۱۰ ms شماره: ۰.۶۶۷ ms
نسبت توان پایلوت به توان کل R	سمبل: ۰.۱۶۷ ms ٪۱۰
هدف BER	٪۰.۰۱
بازه اطمینان	٪۹۵

باید تأکید کرد که ارزش روش تخمین پیشنهاد شده در مقایسه با مطالعات گذشته در این است که با استفاده از روش‌های موجود تخمین کانال و تصحیح کردن، اعوجاج ناشی از زیرسیستم نوری می‌تواند بدون استفاده از سخت‌افزار اضافی در طرف فرستنده و/یا گیرنده لینک مخابراتی اصلاح شود. همچنین ماهیت جامع این مطالعه که آثار جمعی مدولاسیون، MUI، اعوجاج سیگنال بزرگ، بازه تخمین، SF و اثر نزدیک- دور را به همراه تخمین کانال و همسان‌سازی مدل می‌کند، ویژگی بارز و یکنای ارزشمند کار انجام شده است.

۳- ترتیب شبیه‌سازی

به منظور ارزیابی آثار زیرسیستم نوری روی WCDMA در حضور اثر نزدیک- دور، چندین شبیه‌سازی کامپیوتری بر اساس مدل سیستم شکل ۱ اجرا شدند. یک سنجش عملکرد کلیدی برای سیستم‌های غیر خطی کاستی کل (TD) است که به صورت زیر تعریف می‌شود [۵]

$$TD[dB] = \left(\frac{E_b}{N}\right)_{nl} - \left(\frac{E_b}{N}\right)_l + OBO \quad (20)$$

که $(E_b/N)_{nl}$ و $(E_b/N)_l$ به ترتیب E_b/N مورد نیاز برای سیستم غیر خطی و سیستم خطی در یک سرعت خطای بیت $(BER)^4$ هدف هستند. مقادیر کوچک OBO یعنی این که نقطه کار سیستم غیر خطی (زیرسیستم نوری) نزدیک اشباع است که گرچه برای این نقطه بازدهی بالایی می‌توان به دست آورد ولی سیگنال خروجی اعوجاج زیادی خواهد یافت. بنابراین E_b/N بیشتری برای جبران این اثر در مقایسه با حالت خطی نیاز است. برای مقادیر بزرگ OBO، زیرسیستم نوری در ناحیه خطی کار می‌کند و بنابراین اعوجاج کمینه خواهد بود. ضمناً کاهش بازدهی زیرسیستم در OBO های زیاد در عبارت TD گنجانده شده و بنابراین با افزایش مقدار OBO انتظار یک مقدار بهینه برای OBO که TD را کمینه کند منطقی به نظر می‌رسد. به عبارت دیگر، یک هدف اصلی این پژوهش تعیین OBO بهینه‌ای است که (۲۰) را کمینه کند.

برای داشتن نتایج شبیه‌سازی معتبر از نظر آماری در زمان‌های شبیه‌سازی معقول، روش‌های مونت کارلو برای سرعت خطای بیت معادل با $BER = 0.001$ (هدف) در طول شبیه‌سازی استفاده گردید.

همچنین پارامترهای سیستم WCDMA [۱۰] و [۱۱] و پارامترهای زیرسیستم نوری [۷] به ترتیب در جداول ۱ و ۲ خلاصه شده‌اند.

در حالت کلی با استفاده از جبران‌سازی پسا همبستگی^۱، تمامی تخمین‌ها روی بازه تخمین T_{est} (که کمتر از T_{fr} است) بر اساس راهبردی برای فراهم آوردن یک تخمین مختلط در آن بازه مشخص، میانگین گرفته می‌شوند. سپس تمام تخمین‌ها در بازه‌های زمانی متناظر روی سیگنال داده اعمال می‌شوند و این روند در تمام بازه‌های زمانی هر فریم تکرار می‌شود.

در این مقاله، یک تخمین کانال در بازه T_{est} به دست می‌آید و سپس به تمام فریم اعمال می‌شود. به عبارت دیگر، بعد از بیرون کشیدن تخمین کانال، بلافاصله آن را به کل داده فریم اعمال می‌کنیم. این رویکرد زمان فرایند و پیچیدگی گیرنده را کاهش می‌دهد. فرایند استخراج تخمین شامل دو ضرب برداری (یعنی کد گسترده پایلوت و پایلوت ارسالی) و به دنبال آن یک انتگرال گیری روی T_{est} است. زمان تخمین کوتاه‌تر به معنای طول کمتر دو بردار است، بنابراین یک فرایند با کارایی زمانی بیشتر به دست می‌آید. با این وجود، میانگین گرفتن روی زمان‌های طولانی‌تر تخمین‌های بهتری از کانال می‌دهد. این مفهوم با استفاده از TD به عنوان سنجش اصلی برای بازه‌های تخمین متفاوت شامل فریم، شمار ۲ و سمبل بررسی می‌شود. تابع انتقال کانال (زیرسیستم نوری + اثر نزدیک- دور) تخمین زده شده را می‌توان به صورت (۱۸) نشان داد

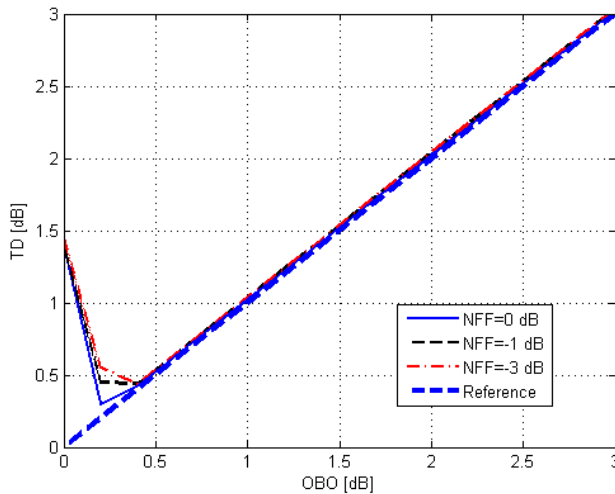
$$\hat{H} = \int_{T_{est}} y_{rx}(t) S_p(t)^* dt \quad (18)$$

بنابراین سمبل دریافتی n ام برای کاربر مورد نظر k ام در بازه زمانی $(n-1)T_s \leq t \leq nT_s$ که با $\hat{b}_{k,n}$ نشان داده می‌شود را می‌توان به صورت (۱۹) نوشت

$$\hat{b}_{k,n} = \hat{H}^* \int_{(n-1)T_s}^{nT_s} y_{rx}(t) Z_k(t) dt \quad (19)$$

عبارت $Z_k(t)$ شکل موج گسترده کاربر k ام را مشخص می‌کند. سپس سمبل‌های اصلاح شده با استفاده از قانون نگاشت BPSK دمدوله شده، بیت‌های داده در سینک داده^۳ جمع‌آوری گردیده و با مقادیر متناظر ارسال شده مقایسه می‌شوند.

1. Post-Correlation
2. Slot
3. Data Sink



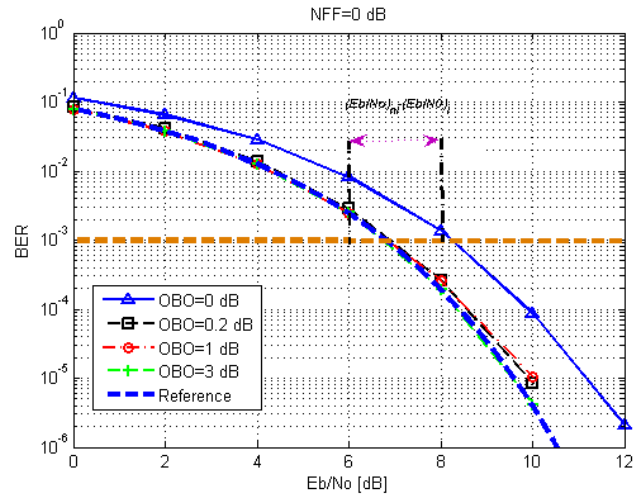
شکل ۵: TD بر حسب OBO برای RoF-WCDMA فراسو با اثر نزدیک- دور برای کاربر ۱.

۴-۱ اثر نزدیک- دور روی کاستی کل

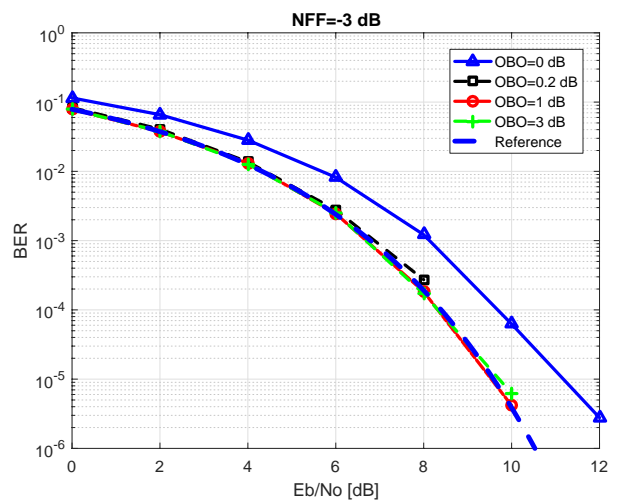
برای ارزیابی اثر نزدیک- دور روی عملکرد TD یک لینک RoF، شبیه‌سازی‌های دیگری برای مقادیر مختلف NFF انجام شد. نتایج برای کاربر ۱ (کاربری که کمترین مقدار توان را ارسال/ دریافت می‌کند) در شکل ۵ برای $SF = 64$ در تخمین تراز فریم نشان داده شده است. همچنین در این شکل منحنی TD (خطچین) متناظر با یک سیستم خطی نشان داده شده است. همان گونه که مشاهده می‌شود عملکرد TD بهینه برای مقادیر کوچک OBO در محدوده $0.4-0.2$ صرف نظر از مقادیر NFF به دست می‌آید. با مراجعه به شکل ۵ و برای همان مقادیر OBO، مشاهده می‌گردد که در نبود مشکل نزدیک- دور، روش همسان‌سازی تقریباً غیر خطی را جبران می‌کند. با این وجود و در حضور مشکل نزدیک- دور، عملکرد TD با NFF کاهش می‌یابد. برای مقادیر کوچک NFF (مخرب‌تر)، مثل 3 dB، اثر NFF آن قدر شدید است که جبران‌سازی کامل با روش همسان‌سازی مذکور نسبتاً سخت است. با این حال برای مقادیر متوسط و بزرگ NFF مانند 1 dB، روش پیشنهاد شده تقریباً هر دو اثر غیر خطی و مشکل نزدیک- دور را اصلاح می‌کند. لازم به ذکر است که این وضعیت متناظر با سناریوی بدترین حالت است که در آن کاربر مورد نظر یعنی کاربر ۱ کمترین مقدار توان را دریافت کند. اثر تعداد کاربر (یا مکان کاربر) در زیربخش بعد بحث می‌شود. در نتیجه مقادیر TD کمینه برای سه مقدار کاهش NFF در مقیاس dB به ترتیب 0.3 ، 0.45 و 0.8 هستند.

۴-۲ اثر شماره کاربرها

همان طور که در بخش ۳ بحث شد کمترین و بیشترین توان‌ها به ترتیب توسط کاربر ۱ و کاربر K ارسال/ دریافت می‌شوند. در حالت $NFF = 0$ dB (بدون اثر نزدیک- دور)، QoS (کیفیت سرویس) متفاوت با مشاهده‌های قبلی نیست (اما نشان داده نشده است) اما در حضور اثر نزدیک- دور، QoS برای کاربرهای مختلف متفاوت است. برای اهداف مقایسه‌ای، سه کاربر با توان بیشینه (برای $k \approx K$)، توان کمینه (برای $k = 1$) و توان متوسط (برای $k \approx K/2$) انتخاب شده‌اند. نتایج TD برای بدترین سناریو یعنی $NFF = -3$ dB در شکل ۶ (سمت چپ) همراه با خط مرجع ذکر شده برای $SF = 64$ نشان داده شده است. همان طور که منحنی‌ها نشان می‌دهند عملکرد بهینه برای همان گستره OBO



شکل ۳: BER بر حسب E_b/N_o برای RoF-WCDMA فراسو بدون اثر نزدیک- دور.

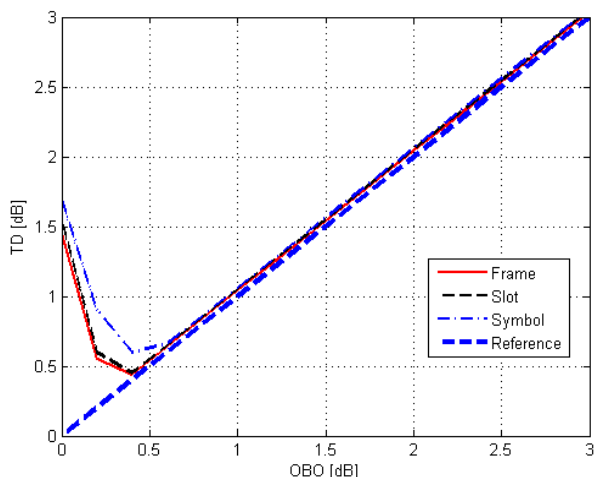


شکل ۴: BER بر حسب E_b/N_o برای RoF-WCDMA فراسو با اثر نزدیک- دور: $NFF = -3$ dB.

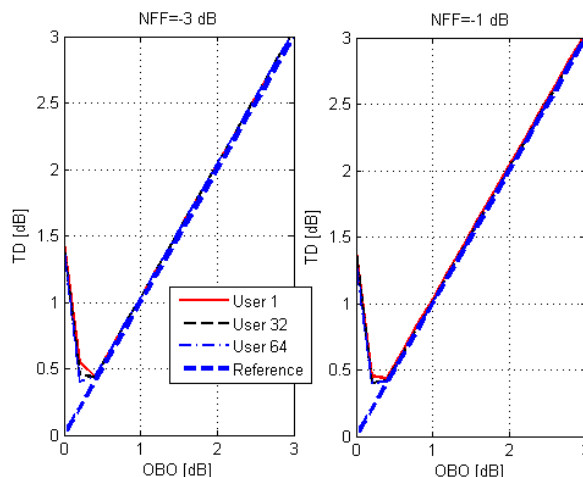
۴- نتایج و بحث

کارایی کاستی کل (TD) (معادله (۲۰)) برای موارد مختلف شامل سیستم RoF با/ بدون اثر نزدیک- دور با در نظر گرفتن آثار SF ، تراز تخمین و تعداد کاربرها ارزیابی می‌شود. قبل از در نظر گرفتن اثر نزدیک- دور، عملکرد BER سیستم RoF برای مقادیر مختلف OBO ارزیابی شده است. نتایج برای $SF = 64$ در شکل ۳ همراه با منحنی BER (خطچین) متناظر با یک سیستم خطی- یعنی سیستم WCDMA خالص بدون هیچ لینک نوری- نشان داده شده است. همان گونه که می‌توان مشاهده کرد روش همسان‌سازی قادر به جبران غیر خطی غیر از مورد 0 dB است (که هیچ گاه در عمل استفاده نمی‌شود). برای تعیین کمیت TD بر اساس (۲۰) و شکل ۳، باید تفاوت E_b/N_o برای دو حالت در یک BER هدف محاسبه گردد. برای حالت نشان داده شده در شکل، TD در $OBO = 0$ dB به صورت $TD = (1/4) + 0 = 1.4$ dB محاسبه گردید.

برای در نظر گرفتن اثر NFF روی عملکرد BER، آزمایش‌های قبلی با $NFF = -3$ dB تکرار شدند. همان طور که نتایج در شکل ۴ نشان می‌دهند منحنی‌های BER همانند شکل ۳ تقریباً روند یکسانی را دنبال می‌کنند که این نتیجه کارآمد بودن روش تخمین/ همسان‌سازی را تأیید می‌کند.



شکل ۸: TD بر حسب OBO برای RoF-WCDMA فراسو برای کاربر ۱ در $NFF = -3$ dB: اثر تراز تخمین.



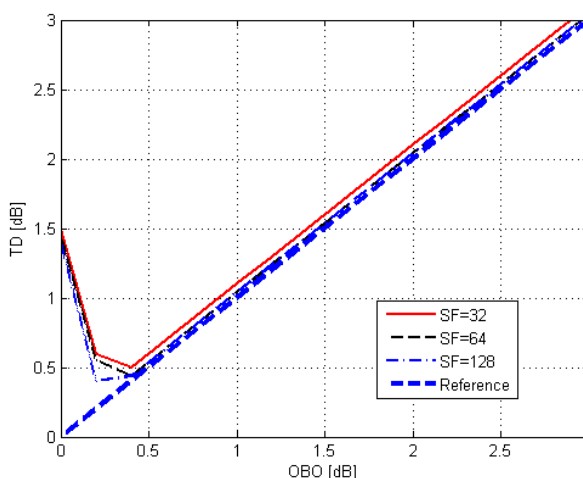
شکل ۹: TD بر حسب OBO برای RoF-WCDMA فراسو برای $NFF = -3$ dB (سمت چپ) و $NFF = -1$ dB (سمت راست): اثر تعداد کاربر.

یک تداخل کننده با توان بالاتر رفتار می کند. بنابراین هرچه تعداد کاربران کمتر باشد عملکرد بدتر خواهد بود. همان طور که مشاهده می شود برای یک مقدار OBO ثابت، TD با افزایش SF (به طور معادل با کاهش سرعت داده) کوچک تر می شود که تحلیل بالا را تأیید می کند. در نتیجه کمترین مقادیر TD برای سه مقدار صعودی SF در مقیاس dB به ترتیب ۰/۵۵، ۰/۴۵ و ۰/۴ هستند.

۴-۴ اثر بازه تخمین

تخمینی از کانال WCDMA با ارزیابی قسمتی از فریم در بازه $T_{est} \leq T_{fr}$ به دست می آید که برای بازیابی داده به کل فریم اعمال می شود. این روش زمان فرایند را کاهش می دهد اما عملکرد سیستم در مقایسه با تخمین در طول یک دوره کامل فریم کاهش می یابد. به منظور بررسی اثر بازه تخمین روی عملکرد سیستم به عنوان یک ایده جدید، آزمایش های قبلی برای بازه های تخمین برابر با یک دوره شیار جدید ($T_{est} = 0.667$ ms) و یک دوره سمبل ($T_{est} = 0.167$ ms) تکرار شدند. منحنی های TD متناظر در شکل ۸ برای بدترین سناریو یعنی کاربر ۱ و $NFF = -3$ dB رسم شده اند. همان طور که مشاهده می شود با کاهش بازه تخمین، عملکرد سیستم کاهش می یابد. برای مقادیر بهینه OBO (۰/۲-۰/۴)، کارایی های TD فریم و شیار تقریباً یکسان هستند اما کارایی سمبل از هر دوی آنها پایین تر است. به عبارت دیگر برای گستره OBO یکسان، تخمین تراز شیار برای اهداف همسان سازی کافی است. همچنین کمترین مقادیر TD برای سه بازه تخمین از سمبل تا فریم در مقیاس dB به ترتیب ۰/۷، ۰/۵ و ۰/۴۵ هستند.

نتایج فوق حاکی از آن است که روش همسان سازی پیشنهاد شده تقریباً اثر غیر خطی زیرسیستم نوری و اثر نزدیک-دور را بدون در نظر گرفتن ضریب گسترش، اعوجاج سیگنال بزرگ، بازه تخمین و تعداد کاربر جبران می کند. توضیح این که توان راه اندازی زیرسیستم نوری برای کاربران دور در ناحیه غیر خطی ضعیف تری از مشخصه AM-AM (زیرسیستم نوری) قرار داشته که متناظر با مقادیر بزرگ OBO است. بنابراین زیرسیستم نوری اثر ناچیزی روی سیستمی دارد که کارایی آن توسط مشکل نزدیک-دور کاهش یافته است. از سوی دیگر، توان برای کاربران نزدیک، توان راه اندازی زیرسیستم نوری در ناحیه غیر خطی قوی تری از مشخصه AM-AM قرار گرفته که متناظر با مقادیر کوچک OBO است. بنابراین مشکل نزدیک-دور اثر ناچیزی روی سیستمی دارد که کارایی آن توسط زیرسیستم نوری کاهش یافته است. این روندهای



شکل ۱۰: TD بر حسب OBO برای RoF-WCDMA فراسو برای کاربر ۱ اثر SF.

(۰/۲-۰/۴) به دست می آید و همچنین هیچ تفاوت معناداری بین عملکردهای TD کاربران مختلف مشاهده نمی شود. علاوه بر این، روش پیشنهاد شده تقریباً غیر خطی تمام کاربران را جبران می کند. برای نشان دادن شایستگی روش پیشنهاد شده، آزمایش یکسانی برای $NFF = -1$ dB تکرار شد. نتایج TD در شکل ۹ (سمت راست) نشان داده شده و همان طور که نمودارها تأیید می کنند روش ما می تواند تقریباً غیر خطی را در شرایط مختلف جبران کند.

۴-۳ اثر ضریب گسترش

به منظور ارزیابی اثر تعداد کاربران روی کارایی سیستم، دو مقدار اضافی برای SF یعنی ۳۲ و ۱۲۸ برای $NFF = -3$ dB در نظر گرفته شدند. کارایی های TD برای مقادیر مختلف SF در شکل ۱۰ برای مقادیر مختلف OBO نشان داده شده اند. نتایج TD نشان می دهند که کارایی برای $SF = 128$ بهتر از کارایی حالت $SF = 64$ است و مورد $SF = 64$ کارایی بهتری نسبت به مورد $SF = 32$ دارد.

در سیستم خطی، عملکرد WCDMA با تغییرات SF تغییر نمی کند زیرا تمام کدهای گسترده، شامل سیگنال پایلوت، کاملاً بر هم متعامد هستند. اما تعامد در سیستم غیر خطی از بین می رود که باعث ایجاد MUI می شود. با افزایش تعداد کاربران در R ثابت، MUI به خاطر عدم تعامد بین کدهای گسترش افزایش می یابد. با این حال هر چه تعداد کاربران افزایش یابد سیگنال پایلوت با توان ثابت برای کاربر مطلوب مانند

- [2] H. Chettat, et al., "Co-simulation-based modeling and performance analysis of hybrid fiber-wireless links," *International Journal of Communication Systems*, vol. 26, no. 5, pp. 1361-1372, 2013.
- [3] A. Goldsmith, *Wireless Communications*, Artech House, 2005.
- [4] M. Anwar Hossain and M. Tarique, "Effect of multipath fading and multiple access interference on broadband code division multiple access systems," *Int. J. Communication Systems*, vol. 25, no. 7, pp. 874-886, Jul. 2012.
- [5] G. Baghersalimi, "Performance assessment of a wideband code-division multiple access-based radio-over-fiber system with near-far effect: downlink scenario," *Int. J. Communication Systems*, vol. 8, no. 7, pp. 1056-1064, Jul. 2014.
- [6] G. Baghersalimi, "A performance study of optical subsystem equalization in a WCDMA-based radio-over-fiber communication system," in *Proc. 3rd Int. Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops, ICUMT'11*, 5 pp., Budapest, Hungary, 5-7 Oct. 2011.
- [7] X. N. Fernando and A. B. Seasay, "Characteristics of directly modulated RoF link for wireless access," in *Proc. Canadian Conf. on Electrical and Computer Engineering*, pp. 2167-2170, 2-5 May 2004.
- [8] J. Zhang, S. He, and S. Yin, "A memory polynomial predistorter for compensation of nonlinearity with memory effects in WCDMA transmitter," in *Proc. Int. Conf. on Communications, Circuits and Systems, ICCAS'09*, pp. 913-916, 23-25 Jul. 2009.
- [9] M. H. Shafinia, P. Kabir, P. Pad, S. M. Mansouri, and F. Marvasti, "Errorless codes for CDMA systems with near-far effect," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Communications*, 5 pp., 23-27 May 2010.
- [10] —, *3GPP. TS 25.212: Multiplexing and Channel Coding (FDD)*, 2014.
- [11] —, *3GPP. TS 25.213: Spreading and Modulation (FDD)*, 2012.

غلامرضا باقرسلیمی تحصیلات خود را در مقطع کارشناسی مهندسی برق-مخابرات از دانشگاه تهران، کارشناسی ارشد مهندسی برق-مخابرات از دانشگاه تربیت مدرس و دکتری مهندسی برق-مخابرات از دانشگاه لیدز انگلستان به پایان رسانده است و هم اکنون استادیار گروه مهندسی برق دانشگاه گیلان می‌باشد. نامبرده قبل از پیوستنش به دانشگاه گیلان، به عنوان کارشناس ارشد مخابرات در مرکز تحقیقات مخابرات ایران و مرکز ارتباطات دینای ایران به کار مشغول بود. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: سیستم‌های مخابرات نوری، مخابرات نوری بی‌سیم، مخابرات نور مرئی، سیستم‌های نوری-رادیویی، مخابرات صوتی زیر آبی و آنتن‌های منسوج.

مخالف ما را به یک بازه بهینه برای OBO رهنمون می‌کند که عملکرد TD را کمینه می‌کند، بنابراین آثار توأم نزدیک- دور و زیرسیستم نوری را می‌توان کامل جبران کرد.
عملکرد سیستم‌های RoF چندورودی- چندخروجی (MIMO) موضوع تحقیق آینده نویسنده خواهد بود.

۵- نتیجه گیری

در این مقاله، اثر غیر خطینگی زیرسیستم نوری روی کارایی TD سیستم RoF-WCDMA فراسو در حضور اثر نزدیک- دور برای ضرایب گسترش متفاوت، مکان‌های مختلف کاربر و بازه‌های تخمین متفاوت بررسی شد. نتایج نشان دادند که تخمین کانال به کمک پایلوت، روشی مؤثر برای همسان‌سازی یک سیگنال مختل شده با آثار مخرب کانال نوری و اثر نزدیک- دور است. نتایج نشان دادند که روش همسان‌سازی پیشنهادشده تقریباً اثر غیر خطینگی زیرسیستم نوری و اثر نزدیک- دور را بدون توجه به ضریب گسترش، اعوجاج سیگنال بزرگ، بازه تخمین و تعداد کاربر جبران می‌کند. علاوه بر این QoS را می‌توان برای کاربران مختلف تضمین کرد.

سپاس‌گزاری

در اینجا مراتب سپاس و قدردانی خود را از پروفسور تیم اُفارل و داوران برای نظرات مفیدشان که کمک قابل توجهی به بهبود این مقاله داشتند ابراز می‌دارم.

مراجع

- [1] G. Baghersalimi and T. O'Farrell, "Pilot-aided estimation and equalisation of a Radio-over-Fiber system in wideband code division multiple access," *IET Communications*, vol. 7, no. 10, pp. 999-1007, Jul. 2013.